

# 基于开绕组电机的双三电平逆变器容错控制方法

吴迪, 伍小杰, 苏良成, 戴鹏

(中国矿业大学 信息与电气工程学院, 江苏 徐州 221008)

**摘要:** 针对双逆变器供电拓扑在提高变频器输出电压和输出电平数的同时具有良好的容错性能这一特性, 提出了一种基于参考电压矢量解耦的五电平 SVPWM 容错算法。该方法在简化算法的同时满足了系统容错控制要求; 直接利用解耦后的三相给定相电压计算出相应的切换时刻, 省略了复杂的扇区判断和查表; 利用最优空间矢量位置原理对平衡控制因子进行修正, 在精确控制中点电位平衡的同时, 降低电压电流谐波。仿真及实验结果表明, 该方法能够有效应用于故障情况, 缩短程序运行时间, 改善输出电流谐波特性。

**关键词:** 逆变器; 容错控制; 简化算法; 中点电位平衡

**中图分类号:** TM 464

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.04.012

## 0 引言

高压大功率变换器以其优越的性能和良好的节能效果, 在工业生产、交通运输等领域得到了迅速的推广和应用<sup>[1-4]</sup>。近年来, 开关器件的耐压等级严重制约着高压变频技术的发展。为了在现有开关器件耐压等级基础上得到更高的输出电压, 有学者提出一种基于开绕组电机的双逆变器供电拓扑。该拓扑将异步电动机定子绕组打开, 绕组两端由 2 台逆变器同时供电<sup>[5-6]</sup>。

根据母线结构的不同, 双逆变器供电拓扑可分为共母线结构和独立母线结构<sup>[6]</sup>。相较于共母线结构, 独立母线结构多出一套整流设备, 成本较高, 控制更为复杂, 但是由于其整流部分相互隔离, 可以有效解决双逆变器拓扑固有的零序环流问题<sup>[6-10]</sup>,

从而避免了共母线结构中抑制或消除零序环流时造成电压利用率降低的问题。

相较于单端供电系统, 双逆变器供电系统输出电压高, 可以提供更多的相电压电平数, 而且不存在传统串联开关器件方式提高输出电压所带来的均压问题, 与单逆变器系统相比电机端等效开关频率加倍<sup>[6-13]</sup>。如果两端都采用三电平逆变器, 则可使用耐压等级 4.5 kV 的开关器件实现逆变器额定输出电压 6 kV, 输出最高可达到 17 电平; 直流母线电压  $\pm 2.5$  kV, 电压突跳幅值  $U_{dk}/2 \leq 2.5$  kV, 与 3 kV 电压等级的三电平变频器相同。双逆变器拓扑的另一个重要特点是容错性能好<sup>[14-15]</sup>, 如果其中一个开关器件或逆变器出现故障, 系统仍然可以在降低一半输出功率的情况下稳定运行。

双逆变器拓扑的容错控制方法应该能够同时适用于双逆变器供电状态和单逆变器供电状态。但是双逆变器 SVPWM 算法多采用整体控制<sup>[7-13]</sup>, 这类方法以电机端合成后的空间电压矢量作为对象

收稿日期: 2013-11-06; 修回日期: 2014-03-03

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51377160)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China (51377160)

## Improved grid-connection operation of microgrid converter based on droop control

LIANG Jiangang, JIN Xinmin, WU Xuezhi, TONG Yibin

(National Active Distribution Network Technology Research Center, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

**Abstract:** When the grid-connection operation of microgrid converter is based on traditional droop control, its output current will be distorted by the harmonic components of grid voltage. The output current harmonics of microgrid converter based on traditional method are analyzed and it is proposed to simply improve its voltage control loop to effectively suppress the output current harmonics. The voltage regulators are regrouped to augment the output harmonic impedance of microgrid converter without affecting the fundamental impedance. The relationships between resonant coefficient and suppression effect and between cut-off frequency and suppression bandwidth are analyzed. Simulative and experimental results show that, the output harmonic current of microgrid converter is lowered to 15%, verifying the feasibility and correctness of the proposed improvement.

**Key words:** microgrid; electric converters; droop control; voltage regulator; current regulator; voltage control; harmonic analysis

进行调制,在切除一台逆变器时无法使用,而且由于首发矢量及其冗余矢量相对应的两逆变器输出电压矢量可能并不是对称正、负小矢量,因此两端采用中点箝位(NPC)三电平逆变器时将很难实现中点电位平衡控制。本文针对独立母线结构的双 NPC 三电平逆变器拓扑,提出一种五电平 SVPWM 容错调制方法。该方法基于参考电压矢量解耦的思想,满足容错控制要求;在对算法进行简化的同时精确控制中点电位平衡,优化输出谐波;最后搭建了双三电平逆变器调速系统实验平台进行验证,仿真与实验结果验证了所提方法的有效性。

## 1 空间电压矢量解耦及容错控制

双 NPC 三电平逆变器拓扑结构如图 1 所示。电机相电压定义为:

$$u_x = u_{x1} - u_{x2} + u_{oo'} \quad (1)$$

其中,  $u_{x1}$ 、 $u_{x2}$  ( $x = a, b, c$ ) 分别为逆变器 1、逆变器 2 输出的三相端电压;  $u_{oo'}$  为共模电压。该拓扑的空间电压矢量图与常规五电平拓扑相同。

图 2 所示为双三电平逆变器容错控制系统主回路示意图。其中,  $K_1$ 、 $K_2$  为接触器;  $QF_1$ — $QF_4$  为断路器。逆变器常见故障一般有:①开关器件短路;②单相桥臂短路;③开关器件断路;④触发脉冲丢失<sup>[17]</sup>。以逆变器 2 为例,当逆变器 2 出现①、② 2 种故障时会产生很大的短路电流,系统会在瞬间保护停机。在停机状态将接触器  $K_2$  闭合,  $QF_3$  和  $QF_4$  打开,就可以在单逆变器状态下继续运行。当逆变器出现③、④ 2 种故障时,检测到故障信号的瞬间首先封锁逆变器 2 的触发脉冲,此时电流通过各反并联二极管续流,逆变器和直流母线可以等效为一个中性点;随后闭合接触器  $K_2$ ,系统切换为单逆变器供电模式;最后断开断路器  $QF_3$  和  $QF_4$ 。

根据容错控制的要求,算法需要同时适用于双逆变器供电和单逆变器供电状态,为此本文采用空

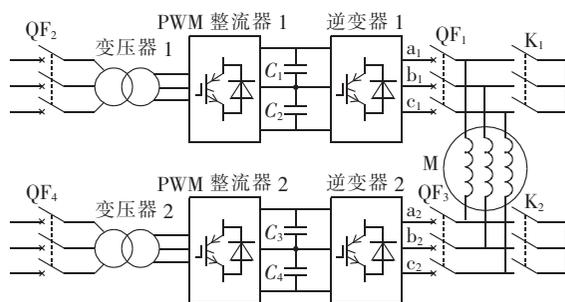


图 2 双三电平逆变器容错控制系统主回路示意图

Fig.2 Topology of fault-tolerant control system of dual three-level inverter

间矢量解耦的思想<sup>[16]</sup>,将参考电压矢量分解为 2 个等效矢量,分别由逆变器 1 和逆变器 2 单独产生。这样当系统切换到单边工作状态时,仍然能够作为三电平逆变器,输出一半的额定功率。

空间电压矢量解耦原理如图 3 所示,图中 p、o、n 分别对应三电平逆变器每相 1、0、-1 输出电平。 $U_{ref}$  ( $|U_{ref}| \angle \alpha$ ) 为给定参考电压矢量。该矢量可以分解为大小相同、方向相反的 2 个等效电压矢量  $U_{ref1}$  ( $|U_{ref}/2| \angle \alpha$ ) 和  $U_{ref2}$  ( $|U_{ref}/2| \angle (180^\circ + \alpha)$ ),其中  $U_{ref} = U_{ref1} - U_{ref2}$ ,  $U_{ref1}$  由逆变器 1 中的矢量  $A$ 、 $B$ 、 $H$  合成,  $U_{ref2}$  由逆变器 2 中的矢量  $D'$ 、 $E'$ 、 $N'$  合成。设参考矢量  $U_{ref}$  对应的三相参考电压为  $U_x$  ( $x = a, b, c$ ), 则解耦后的 2 个矢量  $U_{ref1}$ 、 $U_{ref2}$  的三相相电压分别为  $U_x/2$  和  $-U_x/2$ 。

空间矢量解耦法的优点在于当系统切换为单逆变器模式时,原本五电平的 SVPWM 算法自动退化为三电平,保持系统不停产运行。值得注意的是,处于容错运行状态时,电机电压下降为原来的一半,只能实现系统满载半速运行。如果需要维持设备正常运转,必须提高工作部分的直流侧电压,并改变给定值,但是这需要在选型时提高设备容量,增加设备成本。为配合空间电压矢量解耦的方法,方便数字实现,本文提出了一种简化的三电平 SVPWM

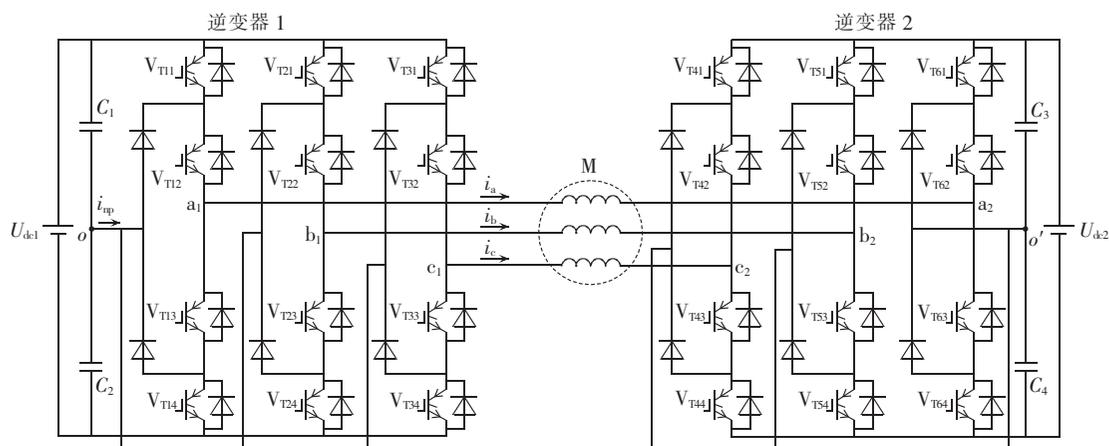
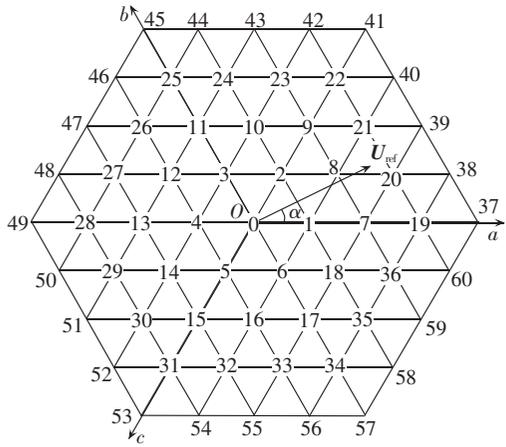
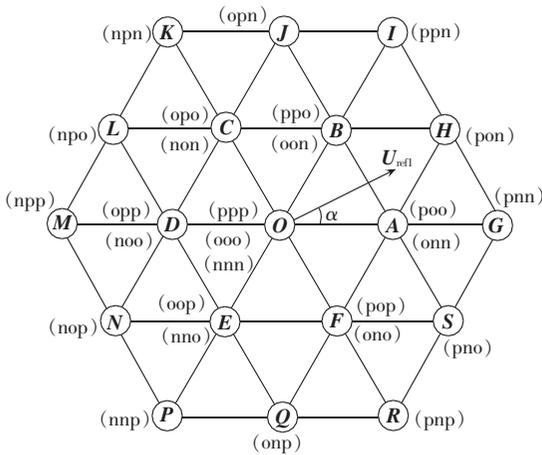


图 1 双 NPC 三电平逆变器供电拓扑

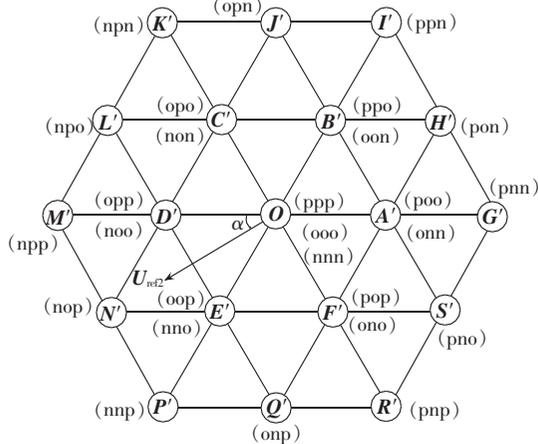
Fig.1 Topology of dual-NPC three-level inverter



(a) 电机端空间矢量



(b) 逆变器 1



(c) 逆变器 2

图 3 空间电压矢量解耦原理

Fig.3 Principle of space voltage vector decoupling

算法,直接利用上述解耦后的三相相电压计算切换时刻。

### 2 三电平 SVPWM 简化算法

SVPWM 算法最终需要得到一个开关周期内各矢量的切换时刻(各开关管的开通与关断时刻),并由此来获得各功率器件的触发脉冲信号。如果根据各变量之间的关系,推导出相应的公式,使用三相

给定相电压  $U_a, U_b, U_c$ , 直流侧电压  $U_{dc}$  和开关周期  $T_s$  来表示每个开关周期内各开关管的开通与关断时刻的比较值,就能够根据三相给定相电压,直接计算出相应的开关时刻。

如图 4 所示,设  $t_{x1}(x=a,b,c)$  为控制  $x$  相桥臂第 1 个开关管( $V_{T11}$ )开通与关断时刻的比较值,  $t_{x2}(x=a,b,c)$  为控制  $x$  相桥臂第 2 个开关管( $V_{T12}$ )开通与关断时刻的比较值。每相桥臂的第 3、4 个开关管( $V_{T13}, V_{T14}$ )分别与第 1、2 个开关管互补开通关断,因此不需要单独控制其通断,只需将第 1、2 个开关管的给定触发脉冲取反后分别控制第 3、4 个开关管即可。

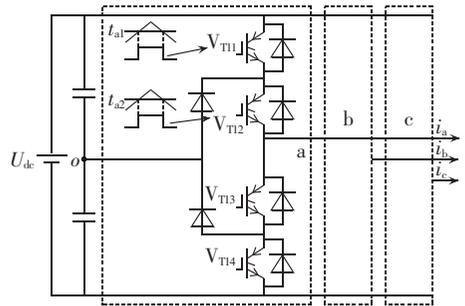


图 4 开关管通断控制示意图

Fig.4 Schematic diagram of switch on-off control

根据推导,切换时刻  $t_{x1}$  和  $t_{x2}$  的通式为:

$$t_{x1} = \begin{cases} T_s/4 & U_x < 0 \\ T_s \left( \frac{1}{8} - \frac{X_{x1}}{2U_{dc}} + \frac{Y_{x1}}{4U_{dc}} \right) & U_x \geq 0 \end{cases} \quad (2)$$

$$t_{x2} = \begin{cases} 0 & U_x > 0 \\ T_s \left( \frac{1}{8} - \frac{X_{x2}}{2U_{dc}} + \frac{Y_{x2}}{4U_{dc}} \right) & U_x \leq 0 \end{cases} \quad (3)$$

$$X_{x1} = \begin{cases} U_x - \frac{1}{2} & U_x = U_{max}, |U_x| = U_{|max|} \\ U_x & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

$$X_{x2} = \begin{cases} U_x + \frac{1}{2} & U_x = -U_{max}, |U_x| = U_{|max|} \\ U_x & \text{其他} \end{cases} \quad (5)$$

$$Y_{x1} = Y_{x2} = \begin{cases} U_a + U_c + Z_1 & U'_b = U'_{mid} \\ U_b + U_c + Z_2 & U'_a = U'_{mid} \\ U_a + U_b + Z_3 & U'_c = U'_{mid} \end{cases} \quad (6)$$

$$\left\{ \begin{aligned} Z_1 = -\frac{1}{2}, Z_2 = 0, Z_3 = -\frac{1}{2} & \quad U_a > -U_b, U_a \geq -U_c \\ Z_1 = \frac{1}{2}, Z_2 = \frac{1}{2}, Z_3 = 0 & \quad -U_c > U_a, -U_c \geq U_b \\ Z_1 = 0, Z_2 = -\frac{1}{2}, Z_3 = -\frac{1}{2} & \quad U_b > -U_c, U_b \geq -U_a \\ Z_1 = \frac{1}{2}, Z_2 = 0, Z_3 = \frac{1}{2} & \quad -U_a > U_b, -U_a \geq U_c \\ Z_1 = -\frac{1}{2}, Z_2 = -\frac{1}{2}, Z_3 = 0 & \quad U_c > -U_a, U_c \geq -U_b \\ Z_1 = 0, Z_2 = \frac{1}{2}, Z_3 = \frac{1}{2} & \quad -U_b > U_c, -U_b \geq U_a \end{aligned} \right. \quad (7)$$

其中,  $U_a, U_b$  和  $U_c$  分别为三相给定相电压;  $U'_a, U'_b$  和  $U'_c$  分别为  $U_a, U_b$  和  $U_c$  经过参考电压分解法<sup>[18]</sup>分解后得到的新的三相电压;  $U'_{mid}$  为  $U'_a, U'_b$  和  $U'_c$  的中间值;  $T_s$  为开关周期;  $U_{dc}$  为直流侧电压;  $U_{max}$  为  $U_a, U_b$  和  $U_c$  中的最大值;  $U_{|max|}$  为  $U_a, U_b$  和  $U_c$  取绝对值后的最大值。

将第 1 节得到的解耦后的三相相电压分别代入式(7), 即可快速计算出各开关管通断时刻的比较值, 将该值与三角载波比较即可得到 2 台逆变器各开关管的触发脉冲信号。该算法的优势在于避免了扇区判断和查表, 减少代码量, 缩短运行时间。

### 3 中点电位平衡及最优空间矢量位置

对于 NPC 三电平拓扑固有的中点电位平衡问题, 文献[19]根据一个开关周期内中点电荷守恒原则计算出参与作用的正、负小矢量的各自作用时间, 使每个开关周期内的中点电位波动为零。实际上这种平衡方法中, 当负载电流过零点或在零点附近时, 平衡控制因子  $f$  会因为超出约束条件而被强制为 1 或 -1, 这样七段式的 SVPWM 输出会退化为六段式或五段式, 使输出波形的谐波特性变差。本文对该方法进行改进, 根据最优空间矢量位置理论来修正平衡控制因子以获得最佳的谐波性能。

图 5(a) 给出了变换器输出磁通的轨迹。变换器工作的开关特性使得其实际输出是一种准圆形轨迹。图 5(b) 为放大后一个开关周期中的磁通轨迹,  $U_1, U_2, U_3$  为 3 个合成矢量。可以看出, 空间矢量磁通轨迹和理想磁通轨迹之间的区域面积(图中阴影部分)越小, 准圆磁通轨迹越接近理想磁通轨迹。于是优化问题就转化为一种找到使得该区域面积最小的  $f$  值的问题。

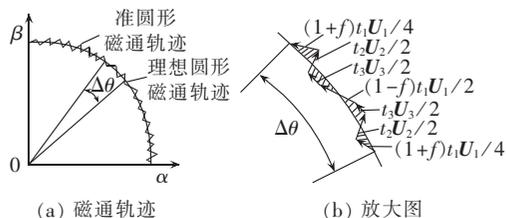


图 5 磁通轨迹曲线

Fig.5 Curve of flux locus

每个开关周期中的准圆形轨迹和理想圆形轨迹之间的偏差可以通过对 2 个轨迹之间的区域面积进行积分来得到, 该偏差会随着平衡因子  $f$  的变化而变化, 一个基波周期内总偏差可表示为  $f$  的函数<sup>[20]</sup>:

$$E(f) = \oint |e|^2 dt = 4 \sum_{n=1}^g \int_{t_0}^{t_0+T_s} |e|^2 dt \quad (8)$$

其中,  $n$  ( $n = 1, 2, \dots, g$ ) 为第  $n$  个开关周期;  $g = \pi / (2\omega T_s) = \pi / (2\Delta\theta)$ ;  $e$  为两轨迹之间的偏差。

$$e = P^* - P \quad (9)$$

$$P^* = \int (u_a^* + \rho u_b^* + \rho^2 u_c^*) dt = -\frac{\sqrt{3} m U_{dc}}{2\omega} \cos(\omega t) + j \frac{\sqrt{3} m U_{dc}}{2\omega} \sin(\omega t)$$

$$P = \int (u_a + \rho u_b + \rho^2 u_c) dt = -\frac{2}{3} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} [u_{ak} / (k\omega)] \cos(k\omega t) + j \frac{2}{3} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} [u_{ak} / (k\omega)] \sin(k\omega t)$$

$$u_x^* = m (U_{dc} / \sqrt{3}) \sin(\omega t)$$

$$u_x = \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} u_{ak} \sin(k\omega t) \quad (11)$$

$$u_{ak} = \frac{2U_{dc}}{k\pi} \sum_{i=1}^N (-1)^{i-1} \cos(k\theta_i) \quad (12)$$

其中,  $P^*$  和  $P$  分别表示理想圆形磁通和逆变器实际输出的磁通;  $\rho = \exp(j2\pi/3)$ ;  $u_x^*$  和  $u_x$  ( $x = a, b, c$ ) 分别表示理想给定相电压和逆变器实际输出相电压;  $\omega = 2\pi f_1$ ,  $f_1$  为基波频率;  $\theta_i$  ( $i = 1, 2, \dots, N$ ) 为  $1/4$  的基波周期内开关时刻对应的角度。

由于基波周期远远大于开关周期  $T_s$ , 因此, 在每个开关周期内可近似认为:

$$\begin{cases} \theta_{i+1} - \theta_i = (1+f)\omega t_1 / 4 \\ \theta_{i+2} - \theta_{i+1} = \omega t_2 / 2 \\ \theta_{i+3} - \theta_{i+2} = \omega t_3 / 2 \\ \theta_{i+4} - \theta_{i+3} = (1-f)\omega t_1 / 2 \\ \theta_{i+5} - \theta_{i+4} = \omega t_3 / 2 \\ \theta_{i+6} - \theta_{i+5} = \omega t_2 / 2 \\ \theta_{i+7} - \theta_{i+6} = (1+f)\omega t_1 / 4 \end{cases} \quad (13)$$

其中,  $\theta_i$  和  $\theta_{i+7}$  分别为该开关周期起点和终点对应的角度。

联立式(8)~(13)可得:

$$E(f) = 3\pi [(p^* - p_1)^2 + \sum_{k=5,7,\dots} p_k^2] \quad (14)$$

$$\begin{cases} p_1 = u_{a1} / \omega \\ p^* = \sqrt{3} m U_{dc} / (3\omega) \\ p_k = u_{ak} / (k\omega) \end{cases} \quad (15)$$

每个开关周期内都存在一个  $f$  值使得  $E(f)$  取值最小, 图 6 是  $m = 0.7$  时一个基波周期内  $E(f)$  取最小值时的  $f$  值曲线。

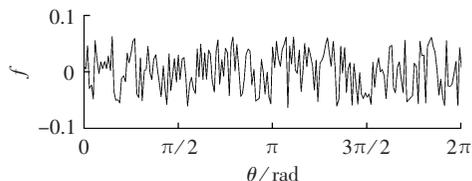


图 6 平衡因子曲线图

Fig.6 Curve of balancing factor

由图 6 可以看出,  $f$  的最佳值在 0 附近轻微波

动,因此,在保证中点电位平衡的情况下,尽可能地减小  $f$  值以获得更好的谐波性能。 $f$  值的选取如表 1 所示。

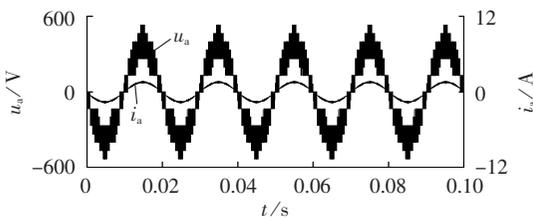
表 1  $f$  值的选取  
Tab.1 Value selection of  $f$

条件	所选 $f$ 值
$f \geq 0.2$	0.2
$0.1 < f < 0.2$	0.1
$-0.1 \leq f \leq 0.1$	$f$ (不变)
$-0.2 < f < -0.1$	-0.1
$f \leq -0.2$	-0.2

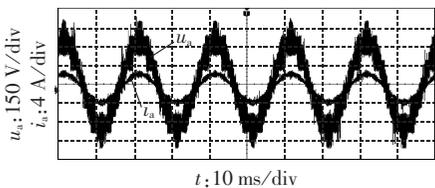
### 4 仿真及实验

为验证本文所提容错算法的正确性和有效性,进行了仿真和实验验证。实验参数为:直流侧电压为 400 V;直流侧电容  $C_1=C_2=C_3=C_4=2\ 200\ \mu\text{F}$ ;开绕组异步电机的额定功率为 5 kW;额定转速为  $n=1\ 420\ \text{r}/\text{min}$ ;极对数  $n_p=2$ ;定子电阻  $R_s=1.91\ \Omega$ ;转子电阻  $R_r=1.45\ \Omega$ ;定子自感  $L_s=0.249\ 39\ \text{H}$ ;转子自感  $L_r=0.249\ 39\ \text{H}$ ;定子和转子之间的互感  $L_m=0.235\ 07\ \text{H}$ ;用直流电动机来模拟负载,负载转矩  $T_L=7.5\ \text{N}\cdot\text{m}$ ;输出电压频率为 50 Hz;采样频率为 5 kHz;采用 FPGA 和 TI 公司的 TMS320F28335 DSP 为核心构成控制电路。开绕组异步电机采用矢量控制方式。仿真模型和实验参数一致。

图 7 为双三电平逆变器供电电路带阻感负载时的相电压及相电流波形,其中负载每相电阻  $R=100\ \Omega$ ,负载电感  $L=7\ \text{mH}$ ,调制系数  $m=0.866$ 。由图可见,相电压为 17 电平阶梯波,与二极管箝位五电平逆变器相同。因此与单端供电拓扑相比,双逆变器供电拓扑输出电压的电平数更多,可获得更高的输出电压。



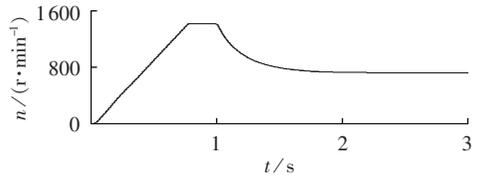
(a) 仿真波形



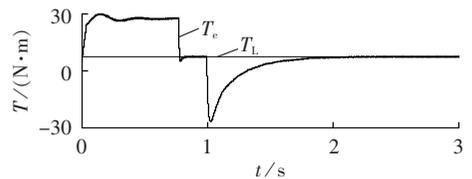
(b) 实验波形

图 7 带阻感负载时的相电压和相电流波形  
Fig.7 Phase voltage and current waveforms of series RL load

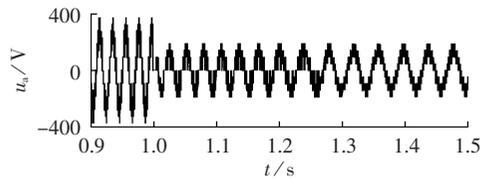
图 8(a)和图 8(b)分别为转速和转矩波形,为验证该系统的容错控制,在  $t=1\ \text{s}$  时刻将其中一个逆变器从系统中切除。在  $t=0.8\ \text{s}$  时刻左右电机转速稳定,达到给定转速  $n=1\ 420\ \text{r}/\text{min}$ ,此时电机电磁转矩等于负载转矩。在  $t=1\ \text{s}$  时刻,由于容错调制算法的特点,此时的转速给定转变为原来给定的一半,由于转速不能瞬时跳变,所以实际转速大于给定转速,电机处于发电状态,将机械能转化为电能,使转速降低以跟随给定。从图 8(c)和图 8(d)可以



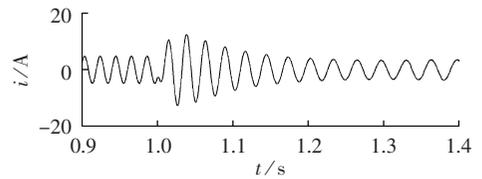
(a) 电机转速波形



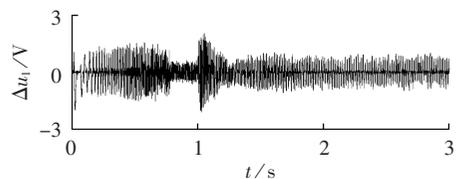
(b) 转矩波形



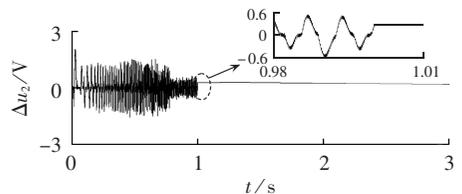
(c) 电机相电压波形



(d) 电机定子绕组相电流波形



(e) 工作逆变器直流侧两电容电压差值的波形



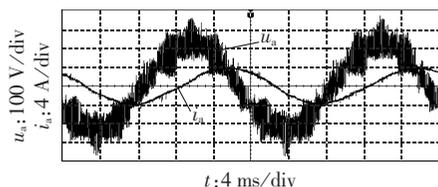
(f) 被切除逆变器直流侧两电容电压差值的波形

图 8 开绕组电机容错控制过程中的仿真波形  
Fig.8 Simulative waveforms of open-end winding motor during fault-tolerant control

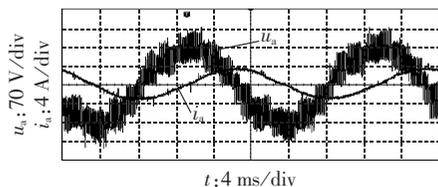
发现,逆变器切除时刻,电机定子电流出现反向跳变而电压没有,说明功率传输方向发生改变。在 $t=2\text{ s}$ 时刻左右,电磁转矩等于负载转矩,电机转速达到稳定,为给定转速的一半,即 $n=710\text{ r/min}$ 。

图8(e)为两逆变器直流侧上下两电容电压之差的波形,可以发现,暂态过程中两电容电压之差(可表示中点电位波动)大于稳态过程,整个过程中中点电位在 $\pm 2\text{ V}$ 内波动,满足中点电位平衡要求。图8(f)为被切除的逆变器直流侧两电容电压之差的波形,在 $t=1\text{ s}$ 时刻将该逆变器切除时,该逆变器直流侧中点处没有电流流入和流出,中点电位不会波动。

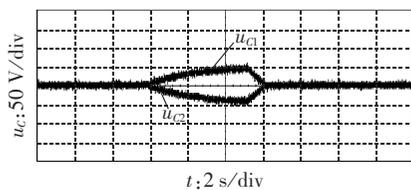
图9(a)和图9(b)分别为逆变器切除前后电机稳定运行时的相电压与相电流波形,与仿真基本一致。图9(c)为其中一台逆变器在中点电位平衡控制和不加控制时其直流侧两电容电压波形,中点电位不加控制时,两电容电压偏移很快,恢复控制后,中点电位很快平衡。



(a) 逆变器切除前相电压和相电流波形



(b) 逆变器切除后相电压和相电流波形



(c) 逆变器直流侧两电容电压波形

图9 实验波形

Fig.9 Experimental waveforms

## 5 结论

独立母线结构的双三电平逆变器供电拓扑具有良好的容错性能,适用于大功率高可靠性应用场合。针对其容错特性,本文所提算法具有如下优点:

**a.** 采用空间电压矢量解耦法,将电机端参考电压矢量分解为2个独立的电压矢量,分别由2台逆变器单独产生,由此系统在故障状态时调制算法由

五电平自动退化为三电平,满足系统容错要求,不需要切换备用算法;

**b.** 在空间电压矢量解耦的基础上,利用所提出的三电平简化算法,直接通过解耦后的三相给定电压与开关周期计算出各逆变器相应的切换时刻,省略扇区判断与查表过程,减少运行时间与代码量,缩短程序运行时间;

**c.** 利用最优空间矢量位置理论对平衡控制因子进行优化,在控制中点电位平衡的同时获得最佳的输出波形。

## 参考文献:

- [1] 高志刚,冬雷,廖晓钟,等. 一种新型四象限多电平变流器[J]. 电力自动化设备,2013,33(6):52-57,69.  
GAO Zhigang,DONG Lei,LIAO Xiaozhong,et al. Four-quadrant multilevel converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013,33(6):52-57,69.
- [2] 王汝田,严干贵. 矩阵变换器改进的双电压控制策略[J]. 电力自动化设备,2012,32(2):39-43.  
WANG Rutian,YAN Gangui. Improved control strategy of double line-to-line voltages for matrix converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(2):39-43.
- [3] 薛英林,徐政,屠卿瑞,等. 桥臂交替导通多电平换流器电容电压平衡控制[J]. 电力自动化设备,2012,32(11):60-64.  
XUE Yinglin,XU Zheng,TU Qingrui,et al. Capacitor voltage balancing control for alternate-arm multilevel converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(11):60-64.
- [4] 谭成,何原明,赵菁,等. 一种减小混合箱位多电平逆变器母线电容冲击电流的PWM控制方法[J]. 电力自动化设备,2013,33(2):62-67.  
TAN Cheng,HE Yuanming,ZHAO Jing,et al. PWM control to reduce surge current of DC-bus capacitor for hybrid-clamped multilevel inverter[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(2):62-67.
- [5] TAKAHASHI I,OHMORI Y. High-performance direct torque control of an induction motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1989,25(2):257-264.
- [6] KAWABATA T,EJIOGU E C,KAWABATA Y,et al. New open-winding configurations for high-power inverters [C]//Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Guimaraes, Portugal: IEEE, 1997:457-462.
- [7] TEKWANI P,KANCHAN R,GOPAKUMAR K. A dual five-level inverter-fed induction motor drive with common-mode voltage elimination and DC-link capacitor voltage balancing using only the switching state redundancy-part I[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007,54(5):2600-2608.
- [8] CASADEI D,GRANDI G,LEGA A,et al. Multilevel operation and input power balancing for a dual two-level inverter with insulated DC sources[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2008,44(6):1815-1824.
- [9] BAIJU M,MOHAPATRA K,KANCHAN R,et al. A dual two-level inverter scheme with common mode voltage elimination for an induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004,19(3):794-805.
- [10] KANCHAN R,TEKWANI P,BAIJU M,et al. Three-level inverter

- configuration with common mode voltage elimination for an induction motor drive[J]. *Electric Power Applications*,2005,152(2):261-270.
- [11] MONDAL G,SIVAKUMAR K, RAMCHAND R, et al. A dual seven-level inverter supply for an open-end winding induction motor drive [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009,56(5):1665-1673.
- [12] ROTELLA M,PENAILILLO G,PEREDA J, et al. PWM method to eliminate power sources in a nonredundant 27-level inverter for machine drive applications [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*,2009,56(1):194-201.
- [13] BAIJU M,GOPAKUMAR K,MOHAPATRA K, et al. Five-level inverter voltage-space phasor generation for an open-end winding induction motor drive[J]. *Electric Power Applications*, 2003,150(5):531-538.
- [14] SIVAKUMAR K,DAS A, RAMCHAND R, et al. A hybrid multilevel inverter topology for an open-end winding induction-motor drive using two-level inverters in series with a capacitor-fed H-bridge cell[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010,57(11):3707-3714.
- [15] MADHUKAR R A,UMESH B S,SIVAKUMAR K. A fault tolerant dual inverter configuration for islanded mode photovoltaic generation system [C]//2013 1st International Future Energy Electronics Conference. Tainan, China;IEEE,2013:816-821.
- [16] SRINIVAS S,SOMASEKHAR V T. Switching algorithms for the dual-inverter fed open-end winding induction motor drive for 3-level voltage space phasor generation [J]. *Asian Power Electronics Journal*,2007,1(1):96-110.
- [17] DEBAPRASAD K,BIMAL K B. Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drive [J] *IEEE Transactions on Industrial Applications*,1994,30(4):1028-1038.
- [18] SEO J,CHOI C, HYUN D. A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*,2001,16(4):545-550.
- [19] SONG Wengxiang, CHEN Guocheng, DING Xiaoyu, et al. Research on neutral-point balancing control for three-level NPC inverter based on correlation between carrier-based PWM and SVPWM [C]//Power Electronics and Motion Control Conference. Shanghai, China: [s.n.], 2006:1-6.
- [20] FUKUDA S, IWAJI Y, HASEGAWA H. PWM technique for inverter with sinusoidal output current [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*,1990,5(1):54-61.

#### 作者简介:



吴迪

吴迪(1983-),男,江苏连云港人,博士研究生,主要研究方向为电力电子与电力传动(E-mail:diablowlody@163.com);

伍小杰(1966-),男,湖南衡阳人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为电机控制与保护、电力电子与电力传动;

苏良成(1990-),男,安徽巢湖人,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动;

戴鹏(1973-),男,安徽淮南人,副教授,博士,研究方向为大功率交直流电力传动。

## Fault-tolerant control of dual three-level inverter for open-end winding induction motor

WU Di, WU Xiaojie, SU Liangcheng, DAI Peng

(School of Information and Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221008, China)

**Abstract:** Because of the higher output voltage, more output levels and better fault tolerance of dual inverter topology, an algorithm of five-level SVPWM fault-tolerant control based on the decoupled reference voltage vectors is proposed, which is simpler while meets the requirements of fault-tolerant control. The corresponding switching times are directly calculated according to the decoupled three-phase reference voltages, avoiding the complex sector judgement and table lookup. Based on the optimal space vector location theory, the neutral point potential balance is precisely controlled and the current harmonic is also reduced. Simulative and experimental results show that, the proposed algorithm can be effectively applied in faulty conditions, resulting in the reduced time of program running and the better harmonic performance of output current.

**Key words:** electric inverters; fault-tolerant control; simplified algorithm; neutral point potential balance